

1/5/1 (Item 1 from file: 351)
DIALOG(R) File 351:Derwent WPI
(c) 2001 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.

012277853 **Image available**
WPI Acc No: 1999-083959/199908
XRPX Acc No: N99-060650

Detector for carrier frequency offset in signal modulated by pseudo random noise code - gets transmitted signal at antenna, passes via broadband bandpass filter, low noise amplifier and mixer to convert to IF signal; filters, amplifies and phase splits signal into I and Q components

Patent Assignee: NOKIA MOBILE PHONES LTD (OYNO); NOKIA (OYNO)
Inventor: CHUNG S; KENNEY T J; KENNEY T
Number of Countries: 029 Number of Patents: 005
Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
EP 892528	A2	19990120	EP 98305656	A	19980714	199908 B
CN 1206255	A	19990127	CN 98115987	A	19980715	199923
JP 11088229	A	19990330	JP 98203728	A	19980717	199923
US 6005889	A	19991221	US 97895698	A	19970717	200006
BR 9802478	A	19991103	BR 982478	A	19980713	200010

Priority Applications (No Type Date): US 97895698 A 19970717

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan Pg	Main IPC	Filing Notes
EP 892528	A2	E 13	H04L-027/227	
Designated States (Regional): AL AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LT LU LV MC MK NL PT RO SE SI				
JP 11088229	A	10	H04B-001/707	
US 6005889	A		H04B-001/69	
BR 9802478	A		H04J-013/02	
CN 1206255	A		H04B-001/707	

Abstract (Basic): EP 892528 A

The detector receives transmitted signal at antenna (201) and passes it via broadband bandpass filter (20). This signal is coupled to low noise amplifier (204) and on to mixer local oscillator (LO) (206) to down convert the signal to an IF signal. This is filtered, via bandpass filter (208), and amplified (209) subsequently being phase split into I and Q components at mixer LOs (210, 211).

The components are coupled via low pass filters (21, 213) to converters (218). A crystal oscillator generates a control voltage signal to adjust the frequency of the LOs coupled to mixers.

USE - For detecting direct sequence spread spectrum (DSSS) signals using pseudo random noise modulation when offsets are present in carrier frequency.

ADVANTAGE - Detects frequency offsets in PN signal with decreased detection times. Provides improved frequency offset estimation with little additional processing.

Dwg.2/4

Title Terms: DETECT; CARRY; FREQUENCY; OFFSET; SIGNAL; MODULATE; PSEUDO; RANDOM; NOISE; CODE; TRANSMIT; SIGNAL; ANTENNA; PASS; BROADBAND; BANDPASS; FILTER; LOW; NOISE; AMPLIFY; MIX; CONVERT; SIGNAL; FILTER; AMPLIFY; PHASE; SPLIT; SIGNAL; COMPONENT

Derwent Class: W01; W02

International Patent Class (Main): H04B-001/69; H04B-001/707; H04J-013/02; H04L-027/227

International Patent Class (Additional): H04B-001/707

File Segment: EPI

1/5/2 (Item 1 from file: 347)
DIALOG(R) File 347:JAPIO
(c) 2000 JPO & JAPIO. All rts. reserv.

06146689 **Image available**
PSEUDO RANDOM NOISE DETECTOR FOR SIGNAL WITH CARRIER FREQUENCY OFFSET

PUB. NO.: 11-088229 A]
PUBLISHED: March 30, 1999 (19990330)
INVENTOR(s): CHUNG SANGUOON
 KENNEY THOMAS J
APPLICANT(s): NOKIA MOBILE PHONES LTD
APPL. NO.: 10-203728 [JP 98203728]
FILED: July 17, 1998 (19980717)
PRIORITY: 895698 [US 895698], US (United States of America), July 17,
 1997 (19970717)
INTL CLASS: H04B-001/707

ABSTRACT

PROBLEM TO BE SOLVED: To detect frequency offset within a PN signal in a short time by detecting carrier frequency offset by correlation between a received signal and the local reproduction of a pseudo random noise (PN) code generated within a receiver, calculating the size of each FFT frequency bin and selecting a maximum value.

SOLUTION: Carrier frequency offset is detected by correlation between the received signal and the local reproduction of the PN code generated within the receiver. An obtained inverse spread signal is integrated by extending dwells and passes through a square envelope detector. This integration is divided into plural sub dwells and its value is given to each fast Fourier variable (FFT) as an input to generate plural frequency bins. The size of each FFT frequency bin is calculated to selected a maximum value. The maximum value and the number of bin corresponding to it are saved within the memory of DSP 230. A next PN code phase is tested and this sequence is continued until a deciding algorithm finishes searching according to a search scheme.

COPYRIGHT: (C) 1999, JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-88229

(43) 公開日 平成11年(1999) 3月30日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D

審査請求 未請求 請求項の数26 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平10-203728

(22) 出願日 平成10年(1998) 7月17日

(31) 優先権主張番号 08/895698

(32) 優先日 1997年7月17日

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 590005612

ノキア モービル フォーンズ リミティ
ド

フィンランド国, エフアイエヌ-02150-
エスポー, ケイララーデンティエ 4

(72) 発明者 サンクォーン チュン

アメリカ合衆国, カリフォルニア 92128,
サン ディエゴ, アベニダ ローラス
15277

(72) 発明者 トーマス ジェイ. ケニー

アメリカ合衆国, カリフォルニア 92129,
サン ディエゴ, マニックス コート
7374

(74) 代理人 弁理士 石田 敬 (外4名)

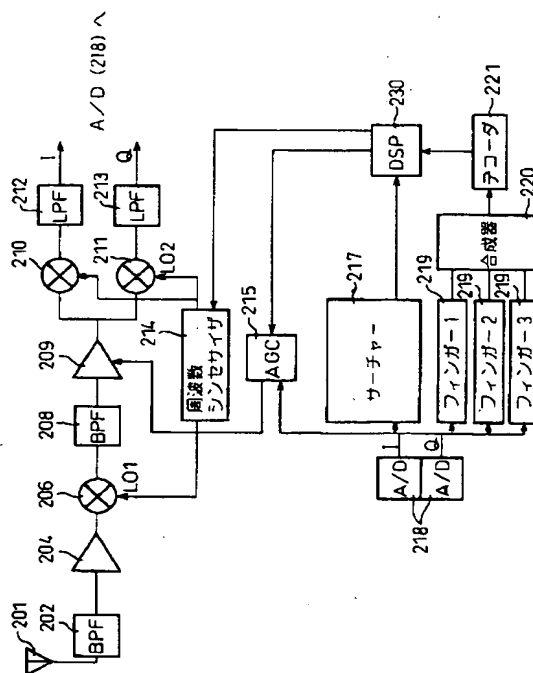
(54) 【発明の名称】 キャリア周波数オフセットを持つ信号の擬似ランダム雑音検出器

(57) 【要約】

【課題】 PN信号内の周波数オフセットを短時間で検出推定する。

【解決手段】 受信PN信号内のキャリア周波数オフセットの検出のために、受信信号と受信機内PN符号との相関をし、得られた逆拡散信号を固定期間にわたり積分し、二乗包絡線検波器を通す。積分は複数のサブドエルに分割され、各々FFTに入力され、複数の周波数ビンを生成する。サーチを終了するまで次のPN符号位相が順次テストされる。周波数領域内の各ビンに対して1つのフィルタを持つフィルタバンクにデータを通すことにより、収集されたサンプルの各ビンの大きさが計算され、その値をしきい値と比較する。受信キャリア周波数の計算用の周波数オフセットの推定は、一致したPN符号位相で行われたサーチの繰り返し当たりの最大の大きさに対するビンインデックスを平均化により行われ、その情報はAFC回路に与えられて正確な周波数に微細チューニングする。

図 2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 疑似ランダム雑音符号により変調された信号内のキャリア周波数オフセットを検出する検出器であって、該検出器は、前記信号を受信し、該受信信号をデジタル信号に変換する変換器を有する受信機と、周波数マッチング手段を持つ疑似ランダム雑音符号発生器を含む、前記デジタル信号を検出する相關手段とを備え、前記疑似ランダム雑音符号発生器は前記デジタル信号との相互関係のための局部 PN 符号内の位相位置のシーケンスを発生し、該シーケンスの位相位置は前記受信信号を変調するために使用される疑似ランダム雑音に対応しており、前記検出器はさらに、前記位相位置のシーケンスから選択された位相位置と相關する前記検出信号を受信し、所定長のサンプルをそこから抽出し、該サンプルに離散的フーリエ変換を施して複数の周波数値を生成するデジタル信号プロセッサを備え、各周波数値は識別用インデックスと大きさを有し、前記デジタル信号プロセッサはさらに前記複数の周波数値の最大値を識別し、該最大値をしきい値と比較するものであり、前記デジタル信号プロセッサは前記最大値とその対応する識別用インデックスとを格納するためのメモリとを含んでおり、前記最大値がしきい値を越えると、前記変調疑似ランダム雑音符号と前記選択された位相位置との間の同期が達成され、前記最大値がしきい値より小さいと、搬送波周波数のオフセットが存在し、前記疑似ランダム雑音発生器は前記シーケンスから新たな位相位置を選択し、前記デジタル信号プロセッサは前記新たな位相位置に対応するサンプルの各周波数値の識別用インデックスと大きさを決定し、メモリ内に前記最大値と対応する識別用インデックスとを格納し、このプロセスを同期が達成されるまで繰り返す、キャリア周波数オフセットを持つ信号の疑似ランダム雑音検出器。

【請求項 2】 前記複数の周波数値は離散的フーリエ変換の L 個のビンを備え、前記識別用インデックスはビン数である、請求項 1 に記載の検出器。

【請求項 3】 前記 L 個のビンの各々は各ビンに対応する 1 個のフィルタを持つフィルタのバンクによりフィルタリングされる、請求項 2 に記載の検出器。

【請求項 4】 前記相關手段は複合相關器であり、検出された信号から抽出されたサンプルは複数のサブエルの相關ベクトルを備えている、請求項 2 に記載の検出器。

【請求項 5】 前記複数のサブエルの前記離散的フーリエ変換の L 個のビンより少なく、前記相關ベクトルはゼロが詰め込まれて L のベクトル長を与える、請求項 4 に記載の検出器。

【請求項 6】 L は 2 のべき乗である、請求項 5 に記載

の検出器。

【請求項 7】 L は 8 である、請求項 5 に記載の検出器。

【請求項 8】 L は 16 である、請求項 5 に記載の検出器。

【請求項 9】 前記デジタル信号プロセッサは高速フーリエ変換を用いて離散的フーリエ変換を計算する、請求項 1 に記載の検出器。

【請求項 10】 前記デジタル信号プロセッサはさらに、複数のサンプルから得られた識別用インデックスを平均化して周波数オフセットを決定する、請求項 1 に記載の検出器。

【請求項 11】 前記デジタル信号プロセッサはフィルタのバンドを含み、1 つのフィルタは前記最大値を決定するための各周波数値に対応している、請求項 1 に記載の検出器。

【請求項 12】 PN 変調を有する直接シーケンス拡散スペクトル内のキャリア周波数オフセットの検出方法であって、

前記 PN 変調信号を受信し、該受信した信号から、所定のサンプリング間隔で、複数のサンプルを抽出し、

局所的に生成された PN 符号の PN 符号位相位置との相關により、前記受信した信号を逆拡散し、前記逆拡散した信号を複数のサブエル間隔にわたって積分し、

前記複数のサブエルの各々に対して離散的フーリエ変換を施し、それから、各周波数ビンがビンインデックスと大きさを有する、複数の周波数ビンを生成し、

前記複数の周波数ビンの各々の大きさを比較して、最大値とその最大値を持つ周波数ビンのビンインデックスを識別し、

最大値をしきい値基準と比較して、前記最大値がしきい値基準を満たすと同期を宣言し、前記最大値が前記しきい値基準に合致しない場合は周波数オフセットを宣言し、同期が達成されるまで、新たに選択された PN 符号位相位置に対して、前記逆拡散、積分、離散的フーリエ変換、及び比較を繰り返す、PN 変調を有する直接シーケンス拡散スペクトル内のキャリア周波数オフセットの検出方法。

【請求項 13】 前記離散的フーリエ変換を行うステップは高速フーリエ変換を計算することを含む、請求項 12 に記載の方法。

【請求項 14】 前記複数のサブエル間隔の大きさは 2 のべき乗かどうかを判定するステップを含み、2 のべき乗でない場合は、相關ベクトルにゼロを詰め込んでサブエル間隔の値が 2 のべき乗であるベクトル長を持つようにする、請求項 12 に記載の方法。

【請求項 15】 前記ベクトル長は複数の周波数ビンの大きさに等しい、請求項 14 に記載の方法。

【請求項 16】 前記複数の周波数ビンの大きさは 8 である、請求項 15 に記載の方法。

【請求項 17】 前記複数の周波数ビンの大きさは 16 である、請求項 15 に記載の方法。

【請求項 18】 各周波数ビンの大きさを比較するステップはフィルタのバンクを通して大きさをフィルタリングすることを含む、請求項 12 に記載の方法。

【請求項 19】 最大値とその対応するビンインデックスをメモリに格納することを含む、請求項 12 に記載の方法。

【請求項 20】 同期引込みした後の周波数オフセットを推定するステップは、複数のサンプルを抽出し、受信信号を逆拡散し、逆拡散された信号を積分し、同期が得られた PN 符号位相位置を用いて離散的フーリエ変換を複数回実行する、というステップを繰り返し、各繰り返しの最大値に対応するビンインデックスをメモリ内に格納し、そして複数の繰り返しについての平均ビンインデックスを計算する、というステップを備える、請求項 12 に記載の方法。

【請求項 21】 PN 検出器とデジタル信号プロセッサとを有する移動電話受信機において、PN 符号変調信号内のキャリア周波数オフセットを検出し推定する方法であって、

- (a) アナログ受信信号を受信し、
- (b) 該アナログ受信信号をデジタル信号に変換し、
- (c) 所定のサンプリング間隔で該デジタル信号からドエルサンプルを抽出し、
- (d) 前記 PN 検出器内で、選択された PN 符号位相位置でドエルサンプルを相関させ、該ドエルサンプルを逆拡散し且つ積分し、
- (e) 前記デジタル信号プロセッサ内で、複数のサブドエル値の各々に対して高速フーリエ変換を施して各周波数値が大きさとしビンインデックスとを持つ複数の周波数値を生成し、
- (f) 前記複数の周波数値内で最大の大きさに対応するビンインデックスとを決定し、
- (g) 該最大の大きさをしきい値基準と比較し、
- (h) 該最大の大きさが前記しきい値基準を満たすと、同期を宣言し、
- (i) 前記最大の大きさが前記しきい値基準を満たさない場合は、周波数オフセットを宣言して、PN 検出器内で、異なる選択 PN 符号位置を選択し前記複数の周波数値内についての前記最大の大きさが前記しきい値基準を満たすまで、ステップ (d) から (g) を繰り返し、
- (j) 同期引込みされた選択された PN 符号位相位置において複数の積分に対してステップ (d) から (g) を繰り返し、そして
- (k) 各反復の前記最大の大きさに対応するビンインデックスを複数の反復について平均化する、というステッ

プを備える PN 符号変調信号内のキャリア周波数オフセットを検出し推定する方法。

【請求項 22】 複数のサブドエルの量は 2 のべき乗かどうかを判定し、2 のべき乗でない場合は、相関ベクトルにゼロを詰め込んで 2 のべき乗のベクトル長を持つようにする、請求項 21 に記載の方法。

【請求項 23】 前記ベクトル長は複数の周波数ビンの量に等しい請求項 22 に記載の方法。

【請求項 24】 前記複数の周波数ビンの量は 8 である、請求項 23 に記載の方法。

【請求項 25】 前記複数の周波数ビンの量は 16 である、請求項 23 に記載の方法。

【請求項 26】 前記最大の大きさとそれに対応するビンインデックスをメモリ内に格納するステップをさらに備える、請求項 21 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は概略的には、オフセットがキャリア周波数に存在している場合に、疑似ランダム雑音 (PN) を用いて直接シーケンス拡散スペクトル (DSSS) 信号を検出する方法及び装置に関する。

【0002】

【従来の技術】符号分割多重アクセス (CDMA) を含む、直接シーケンス拡散スペクトル (DSSS) 信号に基づく無線通信システムは、システム内の全ての基地局との通信のための共通キャリア周波数帯域を使用する。キャリア信号は疑似ランダム雑音 (PN) 発生器により生成された信号により変調されこれは共通周波数帯域からの弁別手段を提供する。この第 2 の信号内に含まれる PN 拡散符号は、各々がチップ期間を持つバイナリ・チップのシーケンスからなっている。キャリアと PN を結合した信号は、デジタル化された音声又はデータ信号からなる第 3 の信号により変調される。

【0003】受信機において、キャリア周波数の復調の後に、第 3 の信号を使用のために変換するためには、受信機内の局部 PN 発生器は入力 PN シーケンスに同期させられなければならない。PN 符号は、信号の初期捕捉とデータ転送との両方のために使用される。受信信号から PN シーケンスを除去し、それをシンボル期間にわたって積分することにより、逆拡散信号が得られる。受信信号の逆拡散は、受信機内に PN 符号の局部複製を生成し、ついでその局部 PN 符号を、受信信号に含まれている受信波形に重ね合わせられた PN 符号に同期させることにより達成される。入力信号と同期化された局部 PN 符号との乗算即ち再変調により所望の逆拡散が生成される。

【0004】捕捉フェーズにおいて、拡散信号は互いに整列させられる。このフェーズの間は受信機はその最もクリティカルな機能の幾つか、即ちチップ・タイミング同期の確立と周波数オフセットを修正すること、を達成

5

しなければならない。同期が達成されると、各受信信号から抽出されたデータ信号のサンプリングを最適化するために、受信機のクロック内の開ループ・トラッキング・システムは周波数と位相を連続的に調整されなければならない。

【0005】局部PN信号と受信PN信号とを同期化するプロセスは典型的には2つの段階で行われる。最初、2つのPN信号の粗い整列が小残留タイミング・オフセット内で生成されてPN捕捉を達成する。一旦捕捉されると、PN符号はPNトラッキングとして知られているプロセスにおいて微細に同期して維持されなければならない。直接シーケンスCDMAシステムにおいては、PN符号はしばしば非常に長い。フルPN符号の相関のために要求される受信機ハードウェアの複雑性を最小化するために、PN符号の部分的期間にわたる相関、即ち、「ドエル時間 (dwell time)」が使用される。

【0006】捕捉のためのDSSS信号の検出は、典型的には図1に示される形態に類似の受信機を用いて達成される。図1の受信機は、受信信号とノイズを局部PN発生器104からのPN符号の局部複製と比較する相関器102と、固定ドエル時間の検出出力を積分してトータルの積分電力を得る積分器106と、二乗包絡線検波器108と、電力を予め設定されたしきい値と比較する比較器110とからなっている。

【0007】電力レベルがしきい値を越えると、PN信号の粗い整列が達成されている。捕捉が生じたかどうかを判定するために使用される最適しきい値レベルは固定値に関係しているのではなく、信号対雑音比 (SNR) の関数である。知られているように、通信チャンネルのSNRは時間と、受信機の数及び位置との関数として変化する。

【0008】簡単な例の捕捉技術は単一ドエル時間で最尤アプローチを使用する。この技術は受信PN符号信号が局部PN符号のすべての可能な位相位置と相関されることを要求する。この相関は並列に行われ、対応する検波器は受信信号 (及びノイズ) の同等の観測 (ドエル) に関係する全てを出力する。正しいPN整列は、検波器から最大出力を生成する局部PN符号位相位置にあるものとして比較器により決定される。捕捉はその並列動作により迅速に達成される。しかしながら、CDMA信号で利用される長い符号と、要求される大きい処理利得のためには、並列計算の複雑性は禁止される。他の捕捉技術がこの分野において知られている。これらの技術のいくつかの簡単な記述はChung, et al. の米国特許第5,440,597号に記載されており、その主題について本発明者の一人が共同発明者である。米国特許第5,440,597号の記載は本明細書に参考として取り込まれている。

【0009】マルチパス伝搬 (レイリーフェージング)、温度による発振器ドリフト、ドップラー効果、又

6

は他の劣化生成現象、又はそれらの組み合わせによる、周波数エラーが送信機と受信機との間に存在すると、受信機/復調器は最初に捕捉が発生し得る前に周波数オフセットを決定しなければならない。周波数オフセットの存在は、受信信号と局部的に発生したPN符号の間の相対的な符号位相を時間的に変化させる。より重要なことは、このオフセットは平均検索速度を達成する。

【0010】加法性白色ガウス雑音 (AWGN) チャンネルを通過した信号を検出するとき、検出時間は雑音変動のみの関数である。雑音変動が大きいほど、相関に要する時間は長くなり、より長い検出時間となる。周波数オフセットは又、検出時間を長くするのでAWGNチャンネル内に周波数オフセットが存在することにより、そうでない場合には受け入れ可能な検波器の性能の重大な劣化を経験し得る。AWGNチャンネルからコヒーレントに信号を検出する能力は周波数オフセットのために失われるかも知れない。

【0011】周波数オフセット問題を軽減し、長いPN符号を取り扱う一般のアプローチは、全体の積分時間を多数のより小さい相関、即ち、サブドエル (Sub-dwells) (受信信号の観察期間) にセグメント化して、周波数期間から得られる損失を減少させることである。その大きさはサブドエルの各々に対して計算され、サブドエルのすべての大きさは加算されて全体を積分した大きさを得る。このタイプの捕捉システムは、多重ドエルシリアルPN捕捉システムのタイプである、「非コヒーレント加算法」として知られている。(例えば、本明細書に参考として取り込まれている、M.K.Simon et al. のSpread Spectrum Communications Handbook, Revised Edition, 1994, McGraw-Hill, Inc, Part 4, Ch1, "Pseudo Noise Code Acquisition in Direct-Sequence Receivers" を参照のこと。)

【0012】

【発明が解決しようとする課題】サブドエルはドエル時間の一部にすぎないので、この方法における結果的な全体の大きさは大きく減少し、小さい周波数オフセットが存在している時、又は短い積分時間が可能である時のみ、このアプローチを可能にする。この方法の他の不利益はコヒーレントな検波が達成できないことである。

【0013】周波数オフセットを決定する1つの提案されたシステムは、本明細書に参考のために取り込まれている、Langの米国特許第5,556,202である。このシステムにおいて、分割相関器チャンネルは一对のシフトレジスタ・ストリングを含んでおり、各ストリングの対応する段は等しい長さである。受信信号は段の間に分配される。位相回転器がシフトレジスタ・ストリングの連続する段の間に設けられ、受信信号の同相成分 (I) と直角成分 (Q) とを適切なレジスタ・ストリングに分配する。各レジスタ・ストリング段は選択されたPNシーケンスと関係付けられ、その結果は加算され、予めセット

された相関用しきい値と比較される。位相回転に関して仮定がなされそれはエラーを導入し得る。さらに、このシステムは、そのようなシステムのある不利益を保持している非コヒーレントな加算方法を依然として使用しており、そのようなシステムのある種の不利益を保留する。

【0014】非コヒーレント法に依存しないでPN信号捕捉のための周波数オフセットを迅速に決定するシステムに対する要求が残っている。本発明の目的は、PN信号内の周波数オフセットを短検出時間で検出する方法及びシステムを提供することである。本発明の他の目的は、セミ・コヒーレント検波器を用いた改良されたPN信号捕捉のための方法及びシステムを提供することである。

【0015】本発明のさらに他の目的は、最小の追加処理で周波数オフセットの推定をする方法及びシステムを提供することである。

【0016】

【課題を解決するための手段】一実施例においては、DSSS信号を用いるネットワーク内での動作のために移動電話受信機のフロントエンドにおいて、受信PN変調信号内のキャリア周波数オフセットの検出は、最初に、受信信号と受信機内で発生したPN符号の局部複製との相関により行われる。得られた逆拡散信号は時間の固定期間、即ち、ドエルにわたって積分され、次いで二乗包絡線検波器を通る。この積分は複数のサブドエルに分割され、その値は各々高速フーリエ変換(FFT)に入力として与えられて、複数の周波数ビン(bins)を生成する。各FFT周波数ビンの大きさが計算され、最大値が選択される。最大値及びその対応するビン数は信号プロセッサのメモリ内にセーブされる。次のPN符号位相がテストされ、サーチスキームにしたがって、決定アルゴリズムがサーチを終了するまでこのシーケンスを続ける。一実施例においては、周波数領域内の各ビンに対して1つのフィルタを持つフィルタバンクを通してデータを通過させることにより、収集されたサンプルに対する各ビンの大きさが計算され、次いでその値を所定のしきい値と比較する決定アルゴリズムにより動作する。これに代えて、ビンは、シリアル又はパラレルのいずれかでサーチされて、所与の積分内の最大値を選択できる。

【0017】一致が宣言され、サーチが終了した後は、周波数オフセットの推定が、一致が見出されたPN符号位相で行われたサーチプロセスの多数の繰り返しの繰り返し当たりの最大の大きさに対するビンインデックスを平均化することにより達成される。得られた値は受信キャリア周波数を計算するために使用され得る周波数オフセットである。その情報は受信機内の自動周波数制御(afc)回路に与えられて正確な周波数に微細にチューニングする。周波数推定器の性能はプロセスを平均化することに使用されるサンプルの数の関数である。

【0018】

【発明の実施の形態】好ましい実施例の以下の詳細な記載は、TIA/EIA IS-95 (Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System)により動作するCDMA移動電話受信機のための発明の方法及び装置の応用を記載している。本明細書に記載の方法はPN符号変調信号を利用する他のDSSSに基づく無線通信システムに同様にして応用可能である。

【0019】以下の詳細な説明は、この分野で一般に良く知られている多数の略語を用いる。各略語の最初に定義が与えられるが、便利のために、以下の表1に略語のリスト及びそれらのそれぞれの定義を与える。

【表1】

表1

A/D	アナログ・デジタル (変換器)
afc	自動周波数制御
AGC	自動利得制御
ASIC	特殊用途向け集積回路 (エシック)
AWGN	加法性白色ガウス雑音
BPF	バンドパスフィルタ
CDMA	符号分割多重アクセス方式
DFT	離散的フーリエ変換
DS	直接シーケンス
DSSS	直接シーケンス拡散スペクトル
FFT	高速フーリエ変換
IF	中間周波数
IIR	無限インパルス応答
IS	暫定基準
LNA	低ノイズ増幅器
LO	局部発振器
LPF	ローパスフィルタ
MS	移動局
PN	擬似ランダム雑音
RF	無線周波数
SAW	弾性表面波
SNR	信号対雑音比
本発明の周波数オフセット検出及び推定方法の実施例の好ましい実施例の構成のブロックは図2に示されている。伝搬信号はアンテナ201で受信され、広帯域フィルタ202を通過する。広帯域フィルタ202は、CDMAシステムのためには、受信機による復調のために考慮されるべき869から894MHzの受信チャンネルのみを通過させる。広帯域でフィルタされた信号は低ノイズ増幅器(LNA)204に接続され、ミキサ/局部発振器(LO)206に出力される。ミキサ/局部発振器(LO)206は受信信号を中間周波数(IF)信号に下方変換する。IF信号はバンドパスフィルタ208でフィルタされ、自動利得制御装置(AGC)215により与えられる制御信号に応じて可変利得増幅器(VG	

A) 209により増幅される。VGA 209の出力から、IF信号はミキサ/LO 210、211でI(同相)とQ(直角)成分に位相分離され、それらは次いでローパスフィルタ(LPF) 212、213を通してアナログ・デジタル変換器(A/D) 218に接続される。LFP 212、213は好ましくは、この分野で知られているCDMA SAWフィルタである。周波数シンセサイザ214は、典型的には周波数基準のための水晶発振器と、位相検出器とを含み、ミキサ207、210、211に接続されているLOの周波数を調整するための制御電圧を発生する。受信機のこの部分内のコンポーネントはアナログ受信機である。

【0020】デジタル化されたIF信号はPN変調信号とノイズを含む。デジタル受信機において、デジタル化された信号は、自動利得制御(AGC)ブロック215、PNサーチャーブロック217、及びデジタル・データ受信機に接続される。このデジタル・データ受信機は熊手(RAKE)復調機219と、合成器220と、チャンネルデコーダブロック221とからなる。CDMA信号の片側帯域幅は0.6144MHzであり、A/D 218からのデジタル信号は1.2288MHzの最小データ速度でサンプルされてサンプリング理論の要求を満たす。

【0021】デジタル・データ受信機において、RAKE復調器219は3つの並列フィンガーをもっており、その各々は局部PN発生器を含んでいる。RAKE復調器219のフィンガーからの出力は最大比結合器2

$$R_n^{(p)} = \sum_{n=0}^{N_s-1} r^{(n-pN_c+m+t_0)} \cdot a^* (n-pN_c+m)$$

【0024】ただし、nは相対的PN符号位相位置、pはサブドエル相関インデックス、 N_c はサブドエル相関内のチップ数、 t_0 はある実数値の初期時間オフセット、そして R_n 、 r 、及び a^* はすべて複素数である。

【0025】ステップS304において、相関ベクトル R_k の長さは評価されてそれが2のべき乗かどうか、即ち、ベクトル長 $L=2^n$ かどうかが判定される。(例え

$$\vec{R}_n = [R_n^{(0)} \ R_n^{(1)} \ R_n^{(2)} \ \dots \ R_n^{(N-1)} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0] \quad (2)$$

【0027】記載の目的のために、L個のサブドエル値が利用可能でありしたがってゼロの詰め込みは必要ではない、即ち、 $N_s=L$ であると仮定する。L個のサブドエル積分値はDSP 230に転送され、そこでL点DFT(離散的フーリエ変換)がFFTアルゴリズムを用い

$$Y_n^{(k)} = \sum_{l=0}^{L-1} R_n^{(l)} \cdot w(kT_s) \cdot e^{-j2\pi \frac{kl}{N_s}}$$

$$k=0, 2, \dots, L-1 \quad (3)$$

【0029】ただし、 T_s はサブドエルサンプリング速 50 度で、 w は対応するウィンドウ関数で、それは矩形であ

20で加算されチャンネルデコーダブロック221に渡される。チャンネルデコーダブロック221から、データはデジタル信号プロセッサ(DSP) 239に50Hzのフレーム速度で渡される。移動電話機の実現の簡単化と全体寸法の減少のために、AGCブロック215、PNサーチャーブロック217、RAKE復調器219、結合器220及びチャンネルデコーダ221と、様々な要素の間の接続とは好ましくはエーシック(ASIC)に集積される。

10 【0022】DSP 230の下方の、サーチャーブロック217は図1のPN捕捉システムに従う形態を用いる信号を捕捉する。サーチャーブロックはまた、信号サンプルが格納されるRAMを含む。周波数オフセットの検出及び推定のための興味ある動作はサーチャーブロック217とDSP 230の範囲内で生じる。図3において、受信され、A/D 218からサーチャーブロック217に向かうダウンコンバートされた信号で開始して、受信信号サンプルは局部PN発生器からの信号を用いて相関させられ(ステップS301)、その結果の相関させられた信号は N_s 個のサブドエルに分割され、各サブドエルはサブドエル時間(T_s)にわたって積分され(ステップS302)、二乗包絡線検波器を通過する(ステップS303)。 N_s 個の複素相関値は式(1)にしたがって計算される。

【0023】

【数1】

$$p=1, 2, \dots, N_s \quad (1)$$

ば、 L は4、8、16、...、64、その他であり得る。) $L \neq 2^n$ であれば、式(2)示されるように、最終的なベクトル長 L が2のべき乗となるように、ゼロが追加されなければならない、即ち、ゼロを詰めなければならない(ステップ(305))。

【0026】

【数2】

て計算されてL個の離散的なサンプル(ビン)がその周波数スペクトル内で与えられる。

【0028】

【数3】

る。Lは8又は16と小さくてもよいが、知られているように、FETが大きい程、性能は良くなる。ビンの中心は $x(f_s/N)$ に配置される。ただし、 x は整数 $(-L/2 \leq x \leq L/2)$ である。上記の仮定のように、Lが2のべき乗でゼロの詰め込みは使用されていないとすると、式(3)は以下になる。

【0030】

【数4】

$$Y_n^{(k)} = \sum_{p=0}^{N_c-1} \left\{ \sum_{m=0}^{N_c-1} r(n-pN_c+m+1) \cdot a^*(n-pN_c+m) \right\} \cdot w(k) \cdot e^{-j2\pi x_p/N_s} \quad (4)$$

10

20

30

40

$$Y_n^{(k)} = |Y_p(k)|$$

(5)

【0033】そして、式(6)にしたがって処理されて最大の大きさを決定する(ステップS308)。

【0031】ステップS307において、L個のビンの各々の大きさは次のように計算される。

【0032】

【数5】

【0034】

【数6】

13

$$Z = \max (Y_n^{(k)})$$

【0035】無限インパルス応答 (IIR) フィルタ、又は有限インパルス応答フィルタ (FIR) は共にこの分野で知られており、この目的のために使用できる。

(例えば、Marven and EversのA simple Approach to Digital Signal Processing, 1996, Wiley Interscience

$$\begin{array}{c} H_1 \\ Z > t_d \\ Z < \\ H_2 \end{array}$$

【0037】ここで t は (サーチアルゴリズムに基づく) 最適しきい値、 H_1 はPN符号が同期したときに真であり、 H_2 はPN符号が整列していないときに真である。最適しきい値を決定する多くのアプローチが先行技術において知られている。これらのアプローチの任意のものをこのテストのために変形してもよい。最大値 Z がしきい値基準を満たさない場合は、サーチアルゴリズムはキャリア周波数のオフセットを宣言し (ステップS312)、新たなPN位相符号が選択され (ステップS313)、そしてステップS301から309までのプロセスは繰り返される。

【0038】FETが離散的な周波数で信号エネルギーを既に蓄積しているので、処理を続行して周波数オフセットの推定をすることは可能である。周波数解像度はFETサイズ及びそのサンプリング周波数の関数である。多数の相関は平均化され得る。即ち、正しいPNオフセット周波数を N 回テストすると、受信信号の大きさ及び

$$K = \frac{1}{L_p} \sum_{n=1}^{L_p} I(n) \quad I(n) = \{0, 1, \dots, (L-1)\}$$

【0041】ただし $I(n)$ は適格なビンのインデックススペクトルであり、 L_p は適格なビンの数である。正又は負の相対的周波数オフセットが決定され、その周波数 $K < (L/2)$ ならば

$$\hat{f} = \frac{K}{T_s \cdot L \cdot N} \quad (9)$$

【0043】

$K \geq (L/2)$ ならば

$$\hat{f} = \frac{K-L}{T_s \cdot L \cdot N} \quad (10)$$

【0044】ただし、 t_c はPNチップ期間である。 $L/2$ はあいまいさの境界を表しているので、周波数オフセットが $L/2$ に近づくと、周波数を計算するために追加の論理が必要になる。周波数推定器の精度はサンプル L_p の関数であり、より多いサンプル数で増大する。計算

14

(6)

e, New Yorkを参照のこと。)

ステップ309で、最大値 Z は検出しきい値と比較される。

【0036】

【数7】

(7)

周波数を N 回推定することになる。適格な周波数ビンは平均化されて、よりよい周波数解像度を与える。

【0039】図4は相対的な周波数オフセットを決定するシーケンスを提供し、これは周波数オフセットの存在が検出された図3のシーケンスの続きである。FET出力ベクトルの最大成分の決定及びサーチの終了に続いて (ステップ311)、正しいオフセットは追加的に N 回相関させられ、ここで集合的にステップ401で示すように、各回でステップS301から309にしたがって大きさを計算し、最大周波数成分を見付けて比較する。ステップ309でしきい値を越えた L_p 個のビンの大きさ、適格な (qualifying) ビン、及びそれらの対応するインデックスはDSPのメモリから検索される (ステップ402)。適格なビンのインデックスは平均化される (ステップ403)。

【0040】

【数8】

(8)

は以下のように計算される (ステップ404)。

【0042】

【数9】

【数10】

された周波数は周波数シンセサイザ214 (図2に示されている) 又はAFC回路又は他の周波数補償手段に与えられて局部発振器の周波数をキャリア周波数に一致させるように調整する (ステップ405)。

【0045】キャリア周波数オフセットを検出し推定する

本発明のシステム及び方法は「セミ・コヒーレント」法を使用する。これは、完全にコヒーレントではないが、先行技術の非コヒーレントな方法よりもより高い精度をもたらす。F E Tの離散的な性質と、実現それ自体が離散的であるという事実とにより、コヒーレントな相関がビン中心でのみ達成される。F E Tプロセスのスカラッピング効果のために何らかの追加の損失が生じる。この損失はビン中心の間の中間点で3. 9 6 d B程度の大きさとなり得る。ゼロ挿入を用いることによりF E T長が長くなるほど、すべての周波数にわたる性能はよくなる。しかし、これは複雑性と処理時間を増大させるという犠牲のうえに実現される。

【0046】キャリア周波数オフセットの検出と推定の方法を実現する装置は、移動電話機の機構内に既に存在しているハードウェア・コンポーネントにより実現されることができ、その実現は最低コストで達成可能である。中程度の長さのF E T（8又は16ポイント）によれば、実質的な周波数オフセット（> 6 k H z）が存在していても、I S - 9 5に基づくC D M Aシステムに典型的に見出される信号を検出するための検出性能は非常に改善される。これらの改善は、同一の検出器が周波数オフセットを推定するために使用できるという追加の利益を伴って、先行技術の非コヒーレントな加算捕捉技術のために使用される同一のサブドエルとトータル積分長とを用いて達成される。本発明の精神又は範囲から逸脱することなく本発明のシステム内で様々な変形及び変更がなされ得るということは当業者に明らかである。したがって、本発明は、特許請求の範囲及びそれと同等のものとの範囲内に入る本発明の変形及び変更をカバーするこ

とを意図している。

【図面の簡単な説明】

【図1】 先行技術のP N捕捉システムのブロック図である。

【図2】 他の受信機機能と本発明によるセルラー電話受信機のフロントエンドのブロック図である。

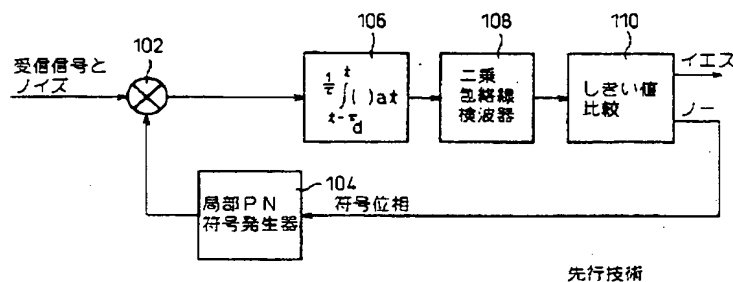
【図3】 周波数オフセットの検出のプロセスを示すフローチャートである。

【図4】 周波数オフセットの推定のプロセスを示す図である。

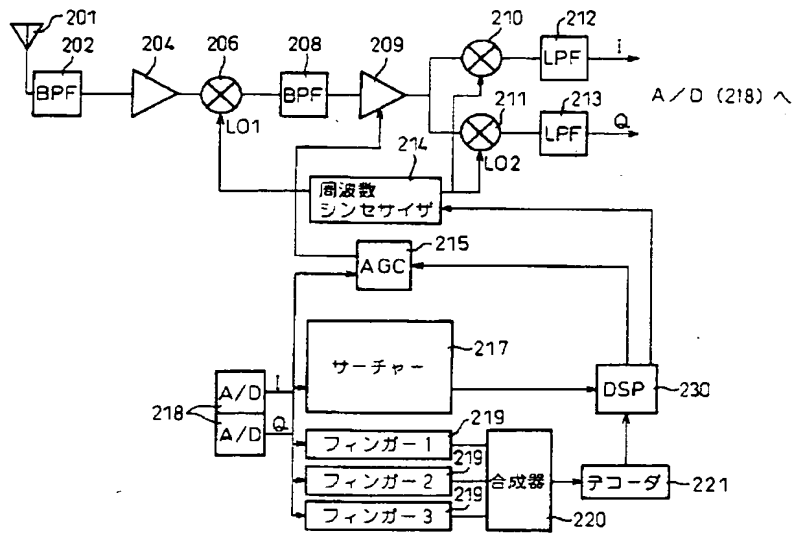
【符号の説明】

- 210…アンテナ
- 204…低雑音増幅器
- 206…ミキサ／局部発振器
- 208…バンドパスフィルタ
- 209…可変利得増幅器
- 210…ミキサ／局部発振器
- 211…ミキサ／局部発振器
- 212…ローパスフィルタ
- 213…ローパスフィルタ
- 214…周波数シンセサイザ
- 215…自動利得制御ブロック
- 217…P Nサーチャー
- 218…A / D変換器
- 219…R A K E 復調器
- 220…結合器
- 221…デコーダ
- 230…デジタル信号プロセッサ

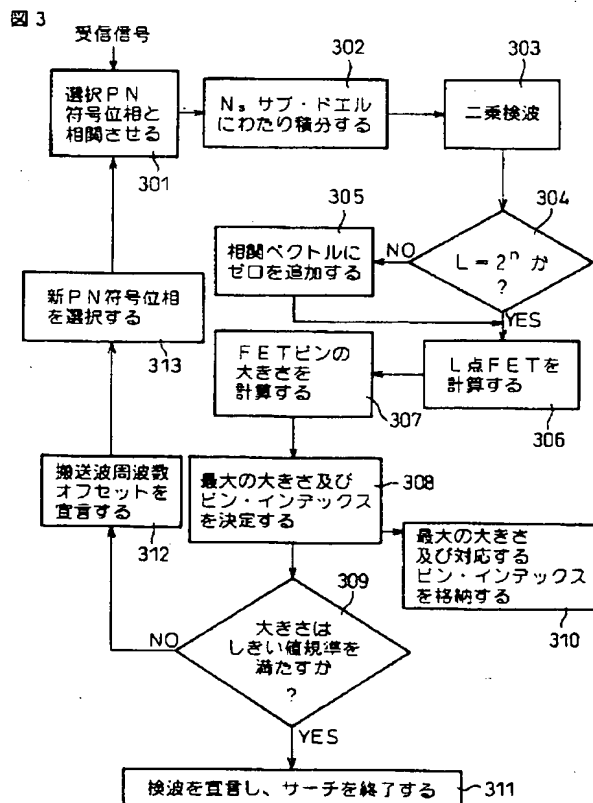
【図1】



【図 2】



【図 3】



【図 4】

